

DISEÑO DE LA ETAPA FINAL DE UN TRANSMISOR POLAR CONSIDERANDO LOS ESTADÍSTICOS DE LA SEÑAL

L. Cabria⁽¹⁾, P. M. Cabral⁽²⁾, J. C. Pedro⁽²⁾, J. A. García⁽¹⁾.

lorena.cabria@uncan.es, pcabral@ua.pt, jcpedro@ua.pt, joseangel.garcia@uncan.es.

⁽¹⁾ Departamento Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, 39005, Santander, SPAIN.

⁽²⁾ Instituto de Telecomunicações - Universidade de Aveiro, Campus Universitário de Santiago, 3810-193, Aveiro, PORTUGAL.

Abstract- This paper presents the design of a 60W GaN HEMT based high-level modulating stage to be used in a IEEE 802.16e Mobile WiMAX polar transmitter. Following a transmission-line class E topology the load condition for maximizing the efficiency is selected close to the maximum value of the power generating function, as defined in [1], for an OFDMA modulating signal. The possible effect of such average-based design on the polar transmitter linearity is also studied.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas transmisores inalámbricos actuales se encuentran dominados por el compromiso linealidad-eficiencia. En una búsqueda por mejorar dicha limitación tanto la comunidad científica como la industrial han centrado su atención en el desarrollo de nuevas arquitecturas transmisoras inalámbricas. Entre estas, los transmisores polares, basados en el concepto de eliminación y restauración de la envolvente (EER) propuesto por Kahn [2], proporcionan una de las soluciones más prometedoras. En esta topología, la portadora modulada en fase se amplifica mediante amplificadores de potencia (AP) de RF en modo conmutado (clase D⁻¹, E/E⁻¹ o F/F⁻¹), mientras que la componente de amplitud se reinserta a través de la polarización de drenador, como una modulación de amplitud de alto nivel sobre la etapa final (ver Fig. 1). De esta manera, se espera alcanzar niveles imbatibles de linealidad y eficiencia (teóricamente es lineal y 100% eficiente).

Sin embargo, existen una serie de razones a nivel de sistema, circuito y dispositivo que justifican porque este ideal diseño polar, lineal y altamente eficiente, no puede alcanzarse en la práctica [3]. El comportamiento no lineal puede mejorarse aplicando técnicas de predistorsión digital (PDD) [4] para cumplir las especificaciones de máscara espectral, mientras que la eficiencia de potencia añadida (PAE) depende de alcanzar una alta eficiencia tanto en el AP en modo conmutado como en el amplificador de envolvente.

En la búsqueda por alcanzar una PAE promedio elevada el diseño del AP esta condicionado por la función densidad de probabilidad (fdp) de la envolvente de la señal a ser retransmitida [1].

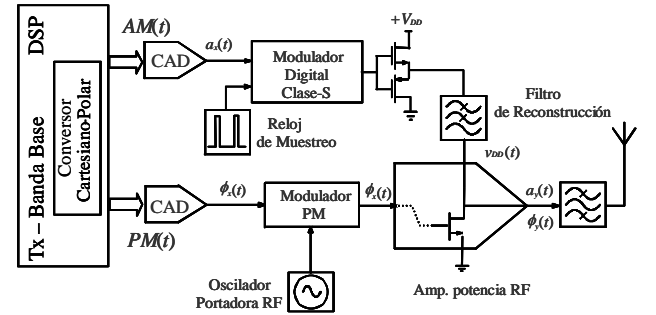


Fig. 1. Representación a nivel de sistema de un transmisor inalámbrico polar.

II. DISEÑO DE UN AP CLASE E PARA SU UTILIZACIÓN EN UN TRANSMISOR EER

Los amplificadores de potencia de RF en modo conmutado se diseñan normalmente seleccionando una condición apropiada para la impedancia de carga a la componente fundamental, mientras se conforman las formas de onda de tensión y corriente a través de un control correcto de los armónicos superiores. Para el amplificador clase E ideal, propuesto por Nathan y Alan Sokal en [5], la impedancia de drenador debe cumplir (1):

$$Z_d(f_0) \approx 0.28 / (2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_{out}) \cdot e^{(j.49^\circ)} \quad (1)$$

$$Z_d(k \cdot f_0) \approx \infty \text{ for } k > 1 \quad (2)$$

Teniendo en cuenta la variación de la capacidad de salida del dispositivo, C_{out} , con V_{ds} , la máxima eficiencia se alcanza usualmente para ciertas condiciones de operación, degradándose para valores menores o mayores de polarización drenador a fuente.

Bajo una operación polar (EER), la excursión de tensión de drenador aplicada, $V_{dd(t)}$, debería seguir la componente de amplitud de la señal de salida deseada, estando las figuras de eficiencia promedio del AP de RF relacionadas con la

función densidad de probabilidad de la señal moduladora. En este trabajo se ha seguido el procedimiento sugerido en [1], tratando de optimizar el diseño de la etapa de salida de un transmisor polar bajo un señal de excitación IEEE 802.16e Mobile WiMAX desde el punto de vista de la eficiencia.

A. AP clase E sobre HEMT de GaN.

En este caso se seleccionó un AP clase E siguiendo una topología de línea de transmisión [6], está basado en un transistor HEMT de GaN (CGH35060) de Cree Inc.

En una búsqueda por maximizar la eficiencia, se necesita seleccionar adecuadamente no sólo la arquitectura transmisora o la clase del AP sino también una apropiada tecnología del transistor. Las características específicas de los dispositivos HEMT de GaN (alta densidad de potencia, alta f_t , baja capacidad de entrada, capacidad de salida manejable y baja resistencia en el estado ON, R_{ON}) los convierten en ideales para implementar AP en modo conmutado.

En este diseño en particular, se implementaron terminaciones en circuito abierto al segundo y tercer armónico. En un principio se empleó la ecuación (1) como punto de partida para estimar la impedancia óptima en el centro de la banda frecuencial, aunque posteriormente en una búsqueda por alcanzar la PAE más elevada se reajustó el valor de la impedancia de carga a través de simulaciones load-pull. Se concibió una red mutiarmonica a la salida para cubrir un determinado rango frecuencial, la nueva banda de comunicación profesional de 760-830 MHz.

En la Fig. 2 se presenta una fotografía del amplificador implementado. Se puede observar la existencia de un camino de polarización en drenador especialmente dedicado para insertar la envolvente de señal de baja frecuencia. En el prototipo se han empleado capacidades y bobinas de alta Q.

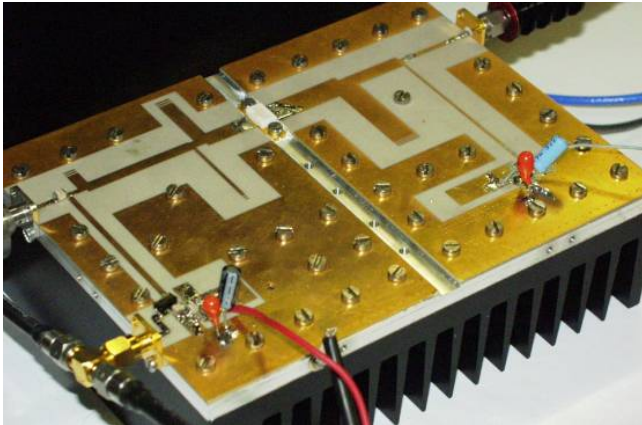


Fig. 2. Fotografía del AP de 60 W implementado.

B. Comportamiento del AP en la banda de frecuencia deseada.

El AP se ha caracterizado en la banda de frecuencia deseada bajo una señal de excitación de onda continua y una tensión de polarización fija ($V_{DD} = 32V$). En la Fig. 3 se muestra la evolución de la potencia de salida y de la PAE medidas frente a la frecuencia. Se alcanza un valor de potencia de salida ligeramente mayor a 60 W a mitad de banda, con una desviación en banda siempre menor de 1 dB. Pese a tener una variación de la PAE de un 10% en la banda

deseada, el mínimo valor medido es superior al 60%, consiguiéndose un resultado global bastante bueno. Sería posible reajustar la red de salida para mejorar la máxima eficiencia en aquellas aplicaciones con bandas de frecuencia más estrechas.

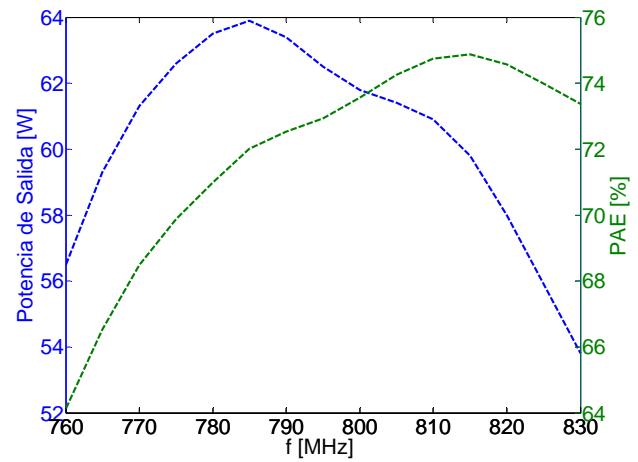


Fig. 3. Evolución con la frecuencias de la (---) Potencia de salida (izquierda) y de la (---) PAE (derecha) medidas para un nivel de potencia de entrada 25dBm.

C. Perfiles de Eficiencia y Linealidad frente a la Modulación por drenador.

En la Fig. 4 aparecen dibujadas la función generadora de potencia [1], resultante de la fdp de la distribución de Rayleigh que sigue la componente de amplitud de una señal OFDMA, y el perfil de potencia de salida vs. V_{ds} del amplificador clase E saturado. La potencia de salida promedio aparece a un valor de V_{dd} cercano a 13V, condición de polarización a la cual se ha optimizado la impedancia de salida fundamental del AP clase E para maximizar la eficiencia.

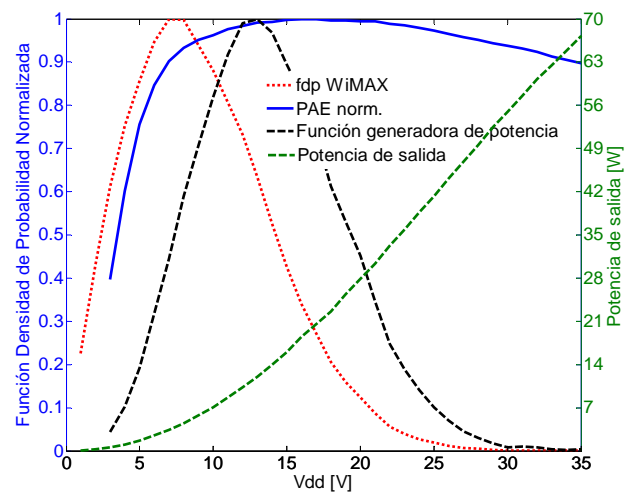


Fig. 4. fdp de la componente de amplitud de un señal WiMAX, P_{out} , función generadora de potencia [1], y PAE normalizada (al valor máximo del 79%) vs. V_{dd} .

En la Fig. 5 se muestra el perfil de modulación AM resultante junto con la característica de modulación de fase parásita. A valores altos de tensión de drenador y pese al

elevado nivel de excitación empleado, ambas características manifiestan una no linealidad residual. Se ha demostrado que esta saturación esta relacionada con el abandono por parte del dispositivo de la operación en modo conmutado y su comportamiento como una fuente de corriente controlada [3], en este caso, probablemente debido al valor inadecuado de la impedancia de carga visto desde el lado de drenador a tales excursiones de V_{dd} . De hecho, un diseño de un amplificador de potencia pico, con una PAE ajustada al $V_{dd(t)max}$, muestra un perfil de modulación cercano al ideal lineal (excepto, por supuesto, por el efecto feedthrough presente a tensiones bajas).

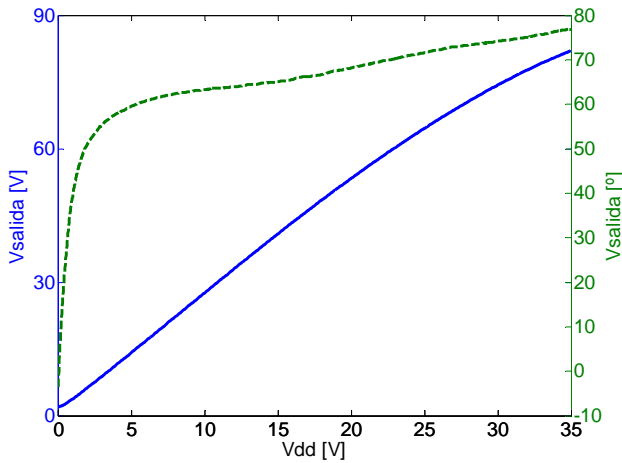


Fig. 5. Perfiles medidos (-) V_{dd-AM} y (--) V_{dd-PM} .

III. CARACTERIZACIÓN DEL AP CUANDO OPERA EN UN TRANSMISOR POLAR (EER)

Con el objetivo de evaluar las figuras de linealidad y eficiencia del AP clase E diseñado se implementó el sistema de medida que se muestra en la Fig. 6. Después de generar las componentes de amplitud y fase empleando Matlab, estas se mandan a dos generadores vectoriales de señal (Agilent Technologies E4438C) para obtener las señales banda base y de RF respectivamente. La señal de salida se captura con el analizador vectorial de señal Agilent 89600, obteniendo la respuesta tanto en el dominio frecuencial como temporal.

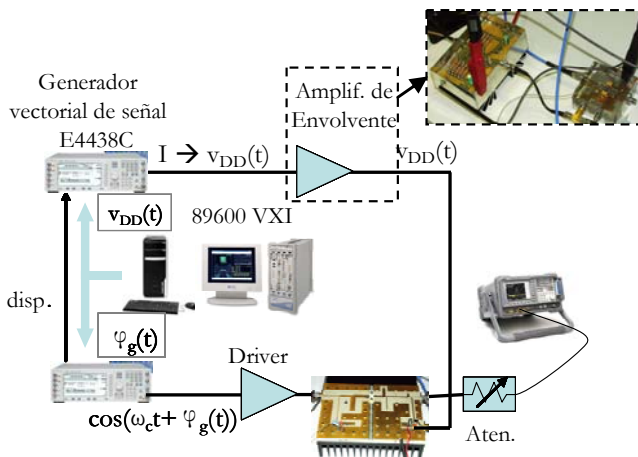


Fig. 6. Sistema de medida para evaluar el transmisor polar.

El amplificador de envolvente debe dar respuesta a los estrictos requisitos del AP basado en HEMT de GaN a ser modulado (valores pico de corriente y tensión de drenador de 3A y 38V, respectivamente), a la vez que ofrecer el ancho de banda suficiente para evitar la generación de distorsión [4]. Además, considerando el valor de tensión máxima proporcionado por los conectores traseros de salida I y Q del E4438C (1V) se necesita también una alta ganancia en tensión. En particular en este banco de medida se implementaron dos amplificadores no inversores en cascada, donde la última etapa se basa en el amplificador operacional PA119 de Apex Microtechnology, dispositivo de elevado slew-rate y alta corriente y tensión. El amplificador de envolvente completo presenta una ganancia de 30 dB, ancho de banda pequeña señal de 10 MHz, siendo capaz de proporcionar 38 V y 3.5 A. Pese a no ser una solución eficiente en potencia permite evaluar el comportamiento en linealidad del AP diseñado en una condición de modulación por drenador.

Al no ser el ancho de banda del amplificador de envolvente suficiente para manejar la componente de amplitud de una señal WiMAX de 20 MHz, se creó una señal de test, manipulada por medio de software, de menor ancho de banda que permite probar el concepto que se persigue (ver Fig 1).

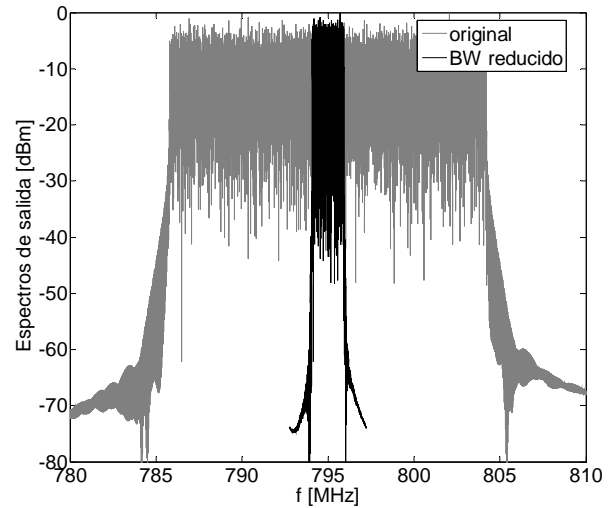


Fig. 7. Espectros de la señal WiMAX de 20 MHz (original) y de 2 MHz (reducida por software) de ancho de banda.

En la Fig. 8 se presenta una comparación de las funciones fdp. Como era de esperar la componente de amplitud de la señal de test generada sigue la misma distribución de Rayleigh que la señal OFDMA original.

Siguiendo las condiciones descritas previamente, el AP clase E se excitó con una portadora modulada en fase y se controló la tensión de drenador en función de la componente de amplitud OFDMA deseada de la señal Mobile WiMAX. Los resultados de linealidad (sin predistorsión) y de eficiencia promedio del AP de RF aparecen resumidos en la siguiente tabla:

$\langle P_{OUT} \rangle$	$\langle PAE \rangle$	EVM
6.33 W	77.75%	3.24%

Tabla 1. Resultados del AP de RF al ser modulado por drenador.

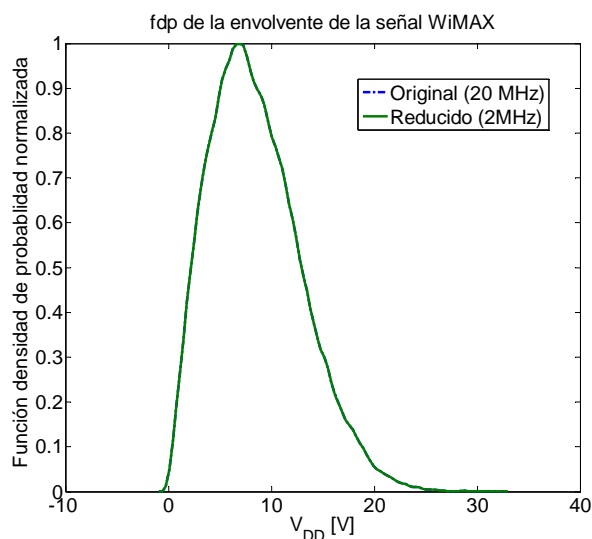


Fig. 8. Comparación entre las funciones densidad de probabilidad de las envolturas de las señales WiMAX de 20 MHz y de 2 MHz.

En la Fig. 9 se muestra el espectro de salida medido. En este caso la máscara espectral se ha escalado en función del ancho de banda. Como puede apreciarse, aunque la linealidad alcanzada es bastante buena se necesitaría aplicar predistorsión digital para conseguir cumplir la máscara espectral del estándar.

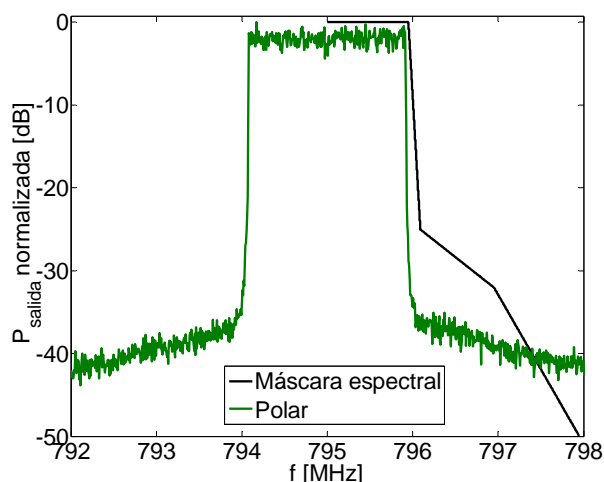


Fig. 9. Comparación del espectro de salida medido (normalizado al máximo) con la máscara espectral del estándar.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado el diseño de un amplificador de potencia clase E siguiendo una topología de línea de Tx, buscando su uso como etapa final de un transmisor polar IEEE 802.16e Mobile WiMAX. El alto valor de PAE promedio obtenido es el resultado de considerar los estadísticos de la señal modulada en el proceso de diseño. Para cumplir las exigencias de la máscara

espectral del estándar serían necesario aplicar funciones de predistorsión digital.

AGRADECIMIENTOS

Al primer y al tercer autor les gustaría agradecer la financiación recibida desde el Ministerio de Ciencia e Innovación a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01 y CSD2008-00068. También agradecen el soporte ofrecido por la empresa Acorde a través del acuerdo firmado bajo el proyecto TelMAX. El segundo y cuarto autor agradecen a la Fundación de Ciencia Portuguesa, F. C. T., y al Instituto de Telecomunicações por la financiación proporcionada a través de los proyectos PTDC/EEA-TEL/65988/2006 Digital_PAs y SWIPA Ref. Nr.: P423, respectivamente.

REFERENCIAS

- [1] I. Kim, Y. Y. Woo, J. Kim, J. Moon, J. Kim, and B. Kim, "High-efficiency Hybrid EER Transmitter using Optimized Power Amplifier," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 56, no. 11, pp. 2582-2593, Nov. 2008.
- [2] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [3] J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, Part 2, pp. 2757-2765, Dec. 2007.
- [4] F. Wang, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Tie, P. Asbeck and L. Lawson, "An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4086-4099, Dec. 2006.
- [5] N. A. Sokal and A. D. Sokal "Class-E A New Class of High-efficiency Tuned Single-ended Switching Power Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [6] T. B. Mader and Z. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 43, no. 5, pp. 290-292, Sept. 1995.